もう一度学ぶ電磁気学の世界

第22回 筐体内の電磁界とEMC問題（その1）

小暮裕明

ボードの記事　ビギナーズ

前回は身の周りにあるさまざまな伝送線路の特性をまとめながら，導波管伝送路の特性を浮き彫りにしました．減衰定数αを決める要因は，線路を構成する導体や誘電体の損失です．導体の抵抗は，一般に周波数が高くなると大きくなります．誘電体の損失も周波数依存性がありますが，マイクロ波の電力伝送では古くから導波管が使われてきました．今回は管内の電磁界をさらに詳しく観察し，伝送路以外の用途として，アンテナやEMCとの関連についても学びます．（筆者）

1．導波管とアンテナ

図1は前回（本誌2006年8月号，pp.67-74の連載第21回）登場した空胴共振器を利用した波長計です．可動短絡板の位置によってキャビティ（空胴）の体積が変化するので，閉じ込められた電磁波が共振状態にあるときのマイクロメータの値から波長を知ることができます．

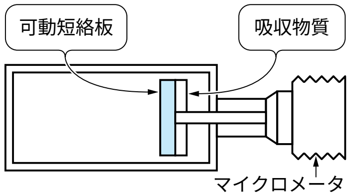


図1
空胴共振器を利用した波長計
可動短絡板の位置によってキャビティ（空胴）の体積が変化するので，閉じ込められた電磁波が共振状態にあるときのマイクロメータの値から波長を知ることができる

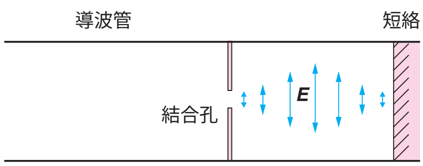


図3
導波管の端を短絡して電磁波を閉じ込める
空胴共振器は，導波管の端を短絡することで反射波と入射波の合成による定在波を発生させ，電界の大きさがゼロになる節にもう1枚の金属板を置くと考えられる

● 空胴波長計の結合孔

導波管で構成された回路を伝わる電磁波の周波数を知るためには，**図2**のように入力用の結合孔で空胴波長計に電磁波を結合し，出力用の結合孔で取り出した電磁波を検波します[注1]．これは入力と出力の二つの結合孔をもつ透過型ですが，一つだけの反射型もあります．

図3に示すように，空胴共振器は導波管の端を短絡することで反射波と入射波の合成による定在波を発生させ，電界の大きさがゼロになる節にもう1枚の金属板を置くと考えられました（連載第21回）．例えば方形導波管のTE_{10}モードでは，**図4**に示すような金属板の中央に小さな結合孔を開ければよいでしょう．

注1：検波とは，高周波電流を検知すること．図2ではダイオードで整流して直流電流を得る．

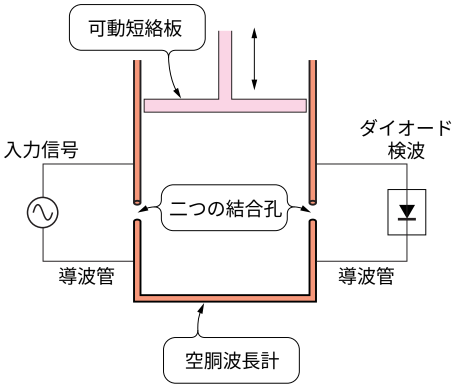
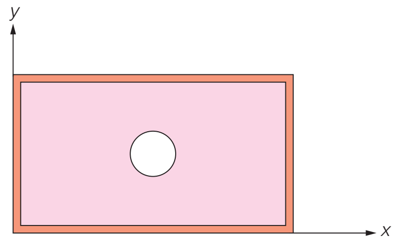


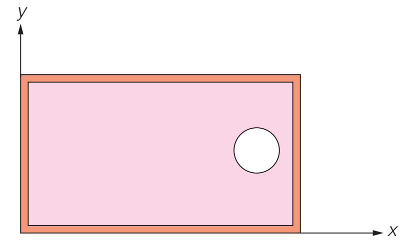
図2　空胴波長計と導波管の接続構成
入力用の結合孔で空胴波長計に電磁波を結合し，出力用の結合孔で取り出した電磁波を検波する

KeyWord　導波管伝送路，EMC，空胴共振器，検波，エバネセント・モード，集中サセプタンス，等価アドミタンス，コンダクタンス，スロット・アンテナ，漏えいアンテナ



◀ **図4**
金属板の中央に小さな結合孔を開ける
方形導波管の TE_{10} モードでは，金属板の中央に小さな結合孔を開ければよい

▶ **図5**
結合孔が中央から外れている



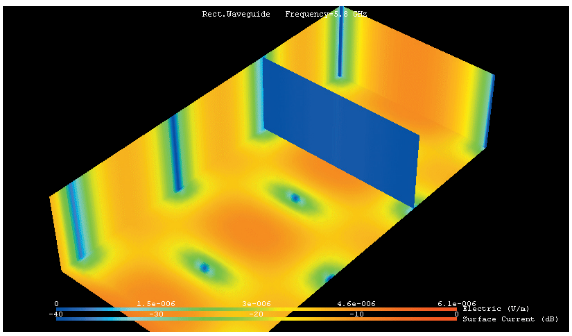


図6　導波管奥の端を短絡したモデルの電界強度
Micro-Stripes（マイクロストライプス）によるシミュレーション結果．短絡板から1/2 波長手前にある x-y 平面の電界がゼロになっている．Micro-Stripes のWebサイトは，http://www.flomerics.com/microstripes/

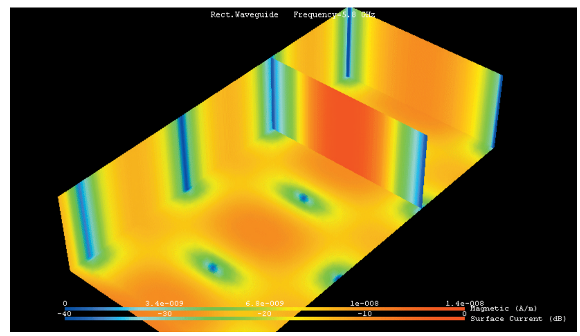


図7　導波管奥の端を短絡したモデルの磁界強度
中央がもっとも強く，左右の壁に接する位置でゼロになるように正弦波分布している

● 結合孔の位置と結合度

それでは結合孔が**図5**の位置にある場合，電磁エネルギーは空胴共振器内に取り込まれるのでしょうか．**図6**は導波管の奥の端を短絡したモデルの電界です．導波管の手前端に励振ポートを設定しています．短絡板から1/2波長手前にある x-y 平面の電界強度を色でスケール表示すると，いずれの位置も電界がゼロになっていることがわかります（**図3**の金属板と同じ位置）．

図7は，同じ面の磁界を表示しています．磁界強度は中央がもっとも強く，左右の壁に接する位置でゼロになるように正弦波分布しています．磁界ベクトルは金属表面に並行に分布するので，電界による説明と同様，この位置に金属板を置いても界を乱さないことがわかります．

しかし実際に金属板を置けば，電磁エネルギーは結合孔だけを介して空胴共振器内に入るので，孔が中央からずれるほど取り込みにくくなると考えられます．またこのとき，進行波の一部は，**図5**の中央付近で反射されて戻ります．

空胴に結合する電磁エネルギー量は孔の大きさによっても変化しますが，これらの状況を結合度という指標で評価することがあります[1]．

● 導波管内の不連続構造

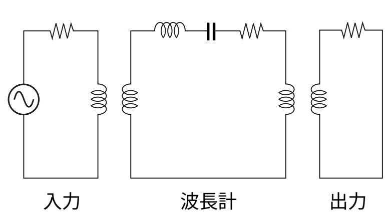
結合孔をはさんだ両側の電磁界分布のようすによって結合度が決まることがわかりました．**図3**のように空胴が共振しているときには，金属壁近傍の磁界が強くなりますが，そもそもこれは孔を介して反対面上の強い磁界が取り込まれたものと考えられます．

このことから，導波管と空胴共振器の接合部分を二つのコイルの間の磁気結合で表せば，**図8**の等価回路が得られます．回路全体は**図2**の構成に対応しており，中央の直列 RLC 共振回路が空胴共振器を表しています．

図9は導波管内に挿入した金属板によってできる不連続部を示しています．この開口部は結合孔が水平方向に側壁まで拡がったものとも考えられます．導波管の途中にこのような金属絞りがあると，その周囲の電磁界分布を乱すことになります．

図9で TE_{10} モードが伝送しているモデルをシミュレーションすると，**図10**に示すように，金属絞り付近に強い電界が現れます．絞り部の電磁界は金属板上の境界条件を満

図8
図2の構成の等価回路
中央の直列 RLC 共振回路が空胴共振器を表す



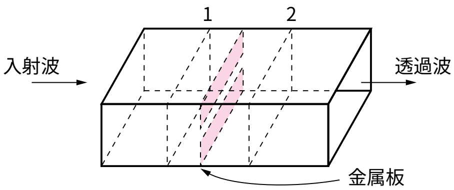


図9　導波管内に挿入した金属板によってできる不連続部

開口部は結合孔が水平方向に側壁まで拡がったものとも考えられる

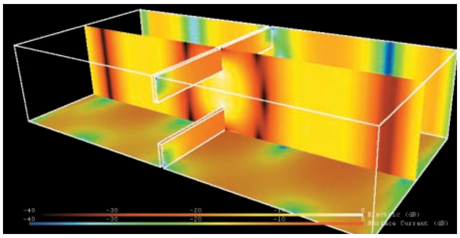


図10　導波管内に挿入した金属板によってできる不連続部の電界

金属絞りのエッジ付近に強い電界が現れる

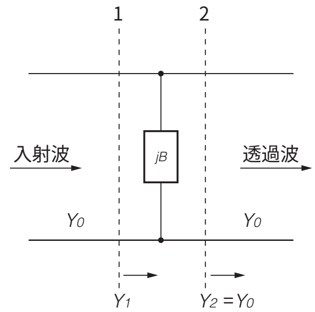


図11　導波管内の金属絞りの等価回路

線路に入る集中サセプタンスで等価的に表す

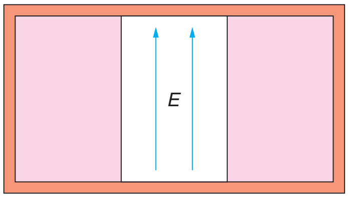


図12　誘導性の金属絞り

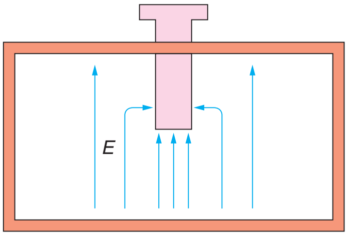


図13　金属棒を挿入して電磁界を乱す

長さを調整できるようにすれば，可変のLとCが実現できる

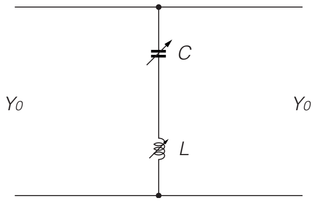


図14　図13の等価回路

棒が短いときには容量性の素子として，長いときには誘導性の素子として働く

足するように乱れ，これによって導波管内に高次モードを発生します．しかし，これらは距離とともに指数関数的に減衰するので，電磁界の乱れは絞り部近傍に限定されます．

このような現象は，不連続部にできる多くのエバネセント・モード[注2]によるエネルギーの蓄積として説明できます．これを**図11**のように線路に入る集中サセプタンス[注3]で等価的に表します．

● 不連続部の容量性・誘導性を決めるもの

不連続部の等価アドミタンスYは，金属を無損失とすれば，サセプタンスjBで表せます．それではこの値が容量性なのか，あるいは誘導性なのかを決定づけるものはなんでしょうか．

図11の等価回路で，点線1で示す観測位置の電圧をV_1とすれば，Bは次の式で表されます(2)．

$$B = \frac{2\omega\left(W_e - W_m\right)}{\frac{1}{2}V_1V_1^*} \quad \cdots\cdots(1)$$

W_e，W_mは，それぞれ点線1と点線2で囲まれた体積内に蓄えられている電気的エネルギーと磁気的エネルギーの時間平均値，また*は共役複素数[注4]を表します．

不連続部に電界が集中しているときには$W_e > W_m$となるので式(1)は正になり，容量性のサセプタンスになることがわかります．また，不連続部に磁界が集中しているときには誘導性のサセプタンスになります．

図10によれば，不連続部に強い電界が認められるので，このような構造は容量性の回路素子として用いられます．一方，**図12**のような構造は誘導性になります．

また，**図13**のように金属棒を挿入しても電磁界を乱すことができます．長さを調整できるようにすれば，**図14**の等価回路のように，可変のLとCを実現できます．棒が短いときには容量性，長いときには誘導性の素子として働きますが，1/4波長になるとモノポール・アンテナ(3)のように共振します．このとき**図14**でLとCは直列共振を起こし，並列アドミタンスは無限大に近くなるので，短絡状態になります．

図13のように電界の方向に挿入された金属棒は，その長さを変えることで等価サセプタンスを調整でき，インピーダンス整合用の素子(スタブと呼ぶ)として使われています．

注2：エバネセント・モードとは，指数関数的に減衰する電磁界のモード．無効電力が蓄えられており，磁気エネルギーの場合はインダクタンスとして，電気エネルギーの場合はキャパシタンスとして動作する．

注3：インピーダンスZの逆数がアドミタンスYで，一般に複素数になるので$G + jB$と表す．このときGをコンダクタンス，Bをサセプタンスという．また$B > 0$を容量性サセプタンス，$B < 0$を誘導性サセプタンスという．

注4：複素数$z = a + jb$に対して$a - jb$を共役複素数という．ここでa，bは実数(数学では$a + bi$に対して$a - bi$をいう)．

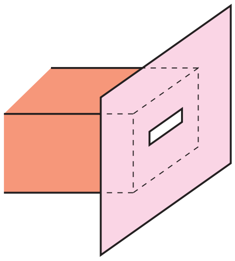


図15　導波管終端スロット・アンテナ

金属板の中央に開いた口から電磁波を放射する

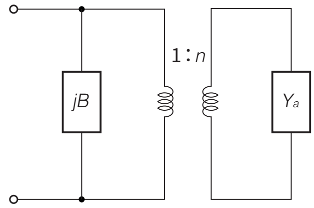


図16　導波管終端スロット・アンテナの等価回路

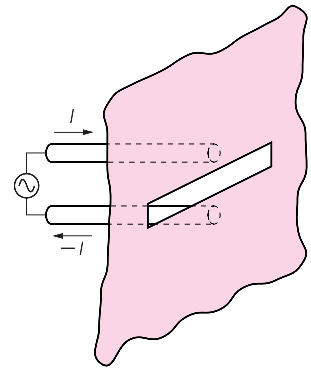


図17　レッヘル線（平行2線）による給電方法

スロット中央付近から見込んだインピーダンスは数百Ωと高い

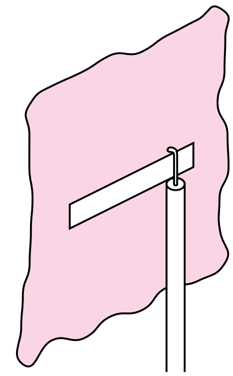


図18　50 Ωの同軸線による給電方法

中央から外れて給電点インピーダンスが50 Ωになる位置に給電する

● スロット・アンテナ

開口部を持った金属板が導波管の端にある場合を考えます．図15は導波管終端スロット・アンテナと呼ばれているアンテナで，金属板の中央に開いた口から電磁波を放射します．導波管の断面よりは大きいフランジ（つば）ですが，さらに無限大まで拡げて端部の効果を含まない等価回路は図16のようになります(4)．

Y_a はスロット・アンテナの放射アドミタンスで，次の式で与えられます．

$$Y_a = \frac{1}{2Z_{slot}} = \frac{1}{Z_a} \quad \cdots\cdots (2)$$

Z_{slot} はスロットのインピーダンスです．放射は図15の右側の空間のみ1方向なので，放射電力は両側放射の半分となり，放射インピーダンス Z_a は Z_{slot} の2倍になります．

図16の B は前項で述べた開口部のもつサセプタンスです．また，コイルによる結合は空胴波長計の項で述べた図8と同じですが，導波管のインピーダンスと放射インピーダンスは異なるので，これをインピーダンスのステップアップ比 n^2 を用いて表現しています．

図17はレッヘル線（平行2線）による給電方法を示しています．スロットの中央付近から見込んだインピーダンス Z_{slot} は数百Ωと高くなり，特性インピーダンスが高いレッヘル線は整合がとりやすいでしょう．

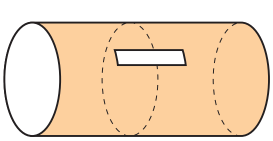


図19　円形導波管の円筒面上に切ったスロット

スロットの長さが1/2波長に近いと強い電磁波が放射される

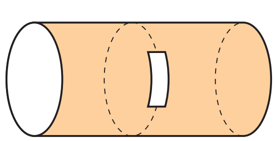


図20　円形導波管の円周方向に切ったスロット

図19同様，スロットの長さが1/2波長に近いと強い電磁波が放射される

また，図18は特性インピーダンス50 Ωの同軸線による給電方法を示しています．中央から外れて給電点インピーダンスが50 Ωになる位置に給電しています．これをオフセット給電法といいます(3)．

図17や図18の給電法では，スロット部に強い電界 E_x が得られます．また，図15の導波管には TE_{10} モードが伝搬しており，スロットのギャップにやはり同様の強い電界が得られることに注意してください．このときスロットの縁に沿って強い電流が流れますが，周囲長が1波長になると強い放射が起こります．

● 漏えいアンテナ

図19のように，円形導波管の円筒面上に切ったスロットもアンテナになります．図20はスロットを円周方向に切っています．いずれもスロットの長さが1/2波長（スロットの縁に沿った1周の長さが1波長）に近いと強い電磁波が放射されます．

方形導波管の側壁に切ったスロットもアンテナになります．しかし，図21に示すような側壁の電流に沿った縦方向のスロットを切ってもほとんど放射しません．そこで電流を妨げるように水平方向のスロットを切ると強い放射が起こります．導波管を短絡した右端の金属板には，やはり縦の電流を切るスロットを図15のように設けます．

図22に示す漏えい導波管は，長円形断面の導波管に沿ってジグザグにスロットを切った構造で，高度道路交通システム（ITS）の通信システムとして開発されました(5)．これ

は道路など，長い範囲に渡る限られた狭い領域内での通信に向いています．また5.8GHz帯を使うため，損失を非常に小さくする必要性から，中空の導波管が採用されています．

さらに，同軸線路の外導体にスロットを切った漏えい同軸ケーブルも開発されました[6]．**図23**に示すように，同軸ケーブルの外導体に多数の小さいスロットを設けています．電波を送受信する際の角度θは，おもにスロット間隔と波長の相対的な関係で決まります．隣接する複数のスロットは相互に作用し，スロット・アレイ・アンテナに近い構造になっています．

これらは漏えいアンテナとも呼ばれます．狭い領域をカバーすればよいので，スロット長は波長に比べて短くなっています．新幹線の公衆電話システムは，列車沿線に漏えい同軸ケーブルが敷設されていますが，使用周波数は400 MHz帯なので，波長75cmより十分に小さいスロットです．線路が長くなると信号の減衰量も大きくなるので，途中に何ヵ所も増幅器を置いて中継しています．

2. 筐体の共振とEMC問題

● EMCの考えかた

EMC（electromagnetic compatibility）は「電磁環境と人工システムが両立できる性質（両立性）」と定義されます．身の周りの生活空間から宇宙の果てまでを空間という名の伝送線路（本誌2004年11月号，pp.139-146の連載第7回を参照）と見立てれば，それはまさに電磁波が行き交う「電磁環境」といえます．そしてわたしたちが作る電気・電子機器は，多かれ少なかれそこに電磁波を送り出す「人工システム」です．

前者の要因はほとんどが後者であるといえるため，みずから「①ほかの機器に妨害を与えず，②外来妨害波に対しても誤動作を起こさないようにする」ことが求められます．

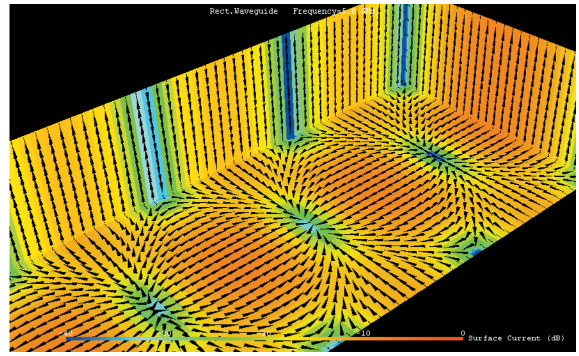


図21　側壁の電流のようす
側壁の電流に沿った縦方向のスロットを切ってもほとんど放射しない

図15は金属筐体にあるスロットからの放射を示しているとも考えられるので，①の側面を意味します．また**図3**で，導波管は空胴共振器へ電磁エネルギーを供給していますが，**図24**に示すように導波管を空間という伝送線路に置き換えて考えれば，②の側面を考察することになるでしょう．

また，前者を送信アンテナ，後者を受信アンテナと見なせば，電波（妨害波）を効率良く放射する機器は，同時にその周波数の外来妨害波を強く受信する機器でもあり，このことはアンテナの可逆性[注5]からも説明できます．

● 筐体の共振現象

電気回路は，電磁シールド（本誌2005年11月号，pp.79-86の連載第14回を参照）の要求によって金属筐体内に収められますが，放熱のために完全密閉できません．そこで金属筐体を空胴共振器に，また放熱用の開口部を共振器の結合孔に見立てて，EMC問題を簡素化してみます．

注5：利得や指向性など，送信アンテナとして使用したときと受信アンテナとして使用したときに等しくなる特性は，可逆性が成り立つ．

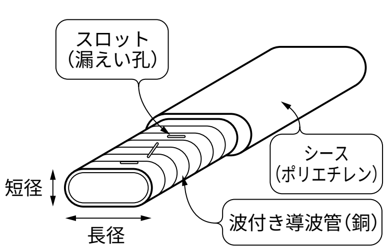


図22　漏洩導波管[5]
長円形断面の導波管に沿ってジグザグにスロットを切った構造になっている

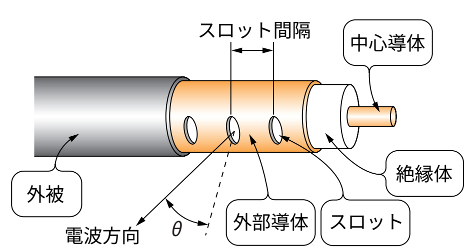


図23　漏えい同軸ケーブル[6]
同軸ケーブルの外導体に多数の小さいスロットを設けている．電波を送受信する際の角度θは，おもにスロット間隔と波長の相対的な関係で決まる．隣接する複数のスロットは相互に作用し，スロット・アレイ・アンテナに近い構造になっている

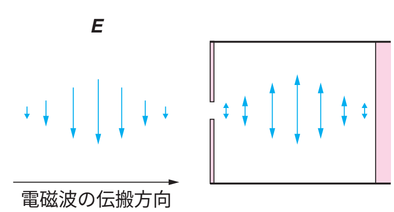


図24　導波管を空間という伝送線路に置き換えて考える

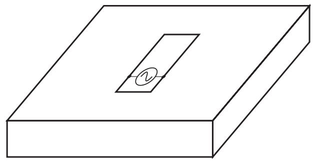


図25
薄形空胴付きスロット・アンテナ

初めに①の送信アンテナとしての側面を考えます．図25は薄形空胴付きスロット・アンテナです．図26の(a)～(d)の順で，導波管による給電を薄形化した過程をたどることができます[4]．

薄形空胴は空胴共振器として働きますが，その共振周波数は空胴の寸法から次の式で求められます[7]．

$$f_{mnq} = c_0\sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2+\left(\frac{n}{2b}\right)^2+\left(\frac{q}{2c}\right)^2}$$

ここで c_0 は真空中の光の速度，m，n，q はモードを表す数字，
a，b，c は直六面体の各辺の寸法

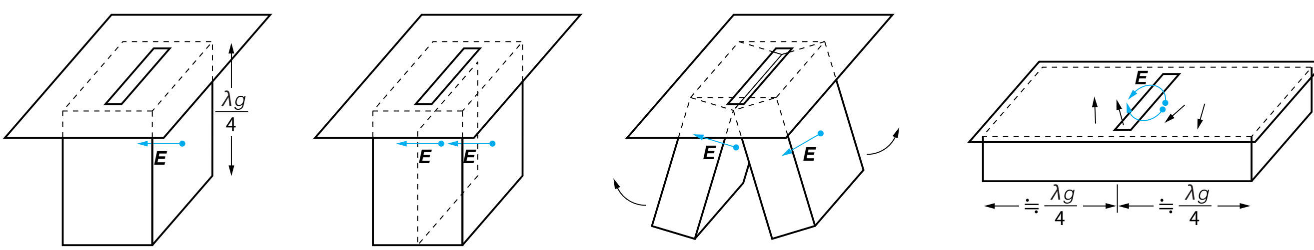
図27は完全密閉の金属箱(20mm × 10mm × 16mm)の電界分布です．奥の壁のやや手前の領域で縦(y)方向の電界をかけて励振しており，最初の共振周波数12GHzで得た箱内中央の電界ベクトルで，中心に近いほど強く，壁際では弱く分布していることがわかります．

また，図28はこのときの磁界です．全体に非常に弱い分布になっています．ところが位相を90°ずらしてみると，図29のように磁界のようすがはっきり現れ，TE_{101}モードが観測されました[7]．

この現象を時間軸で考えると，図27の電界(＋y方向)が1/4周期(90°)後にはゼロになり，今度は逆向き(－y方向)に電界が変化して，それを取り囲むように図29のような磁界ができるというわけです．

空胴共振はLC共振回路として等価的に説明できますから，キャパシタンスCにある$CV^2/2$の電気的なエネルギーと，インダクタンスLにある$LI^2/2$の磁気的なエネルギーが，1/4周期ごとに交替して電気振動が続いていると考えられます．

図27から，天井と底部の間に強い電界が分布していることがわかりますが，これは平行平板コンデンサのC的な働きに相当します．また壁の表面には図21のような強い電流が流れますが，これは壁に平行な磁界によるもので，



(a) 金属板で短絡　(b) 導波管を二分　(c) 二つの部屋に分割　(d) 薄型空胴

図26　薄形空胴付きスロット・アンテナに至る変化
(a)は導波管を金属板で短絡している．(b)は電界の向きに直交する金属板で導波管を二分している．(c)は二つの部屋に割って開いている．(d)のように180°開くと薄形空胴になる

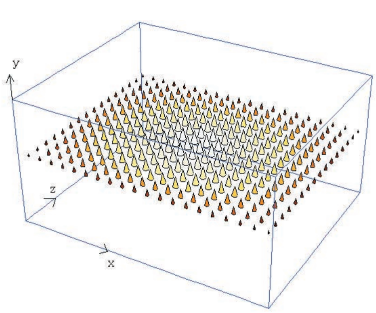


図27　完全密閉の金属箱の電界分布
金属箱は20mm × 10mm × 16mm．奥の壁のやや手前の領域で縦(y)方向の電界をかけて励振しており，最初の共振周波数12GHzで得た箱内中央の電界ベクトルで，中心に近いほど強く，壁際では弱く分布していることがわかる

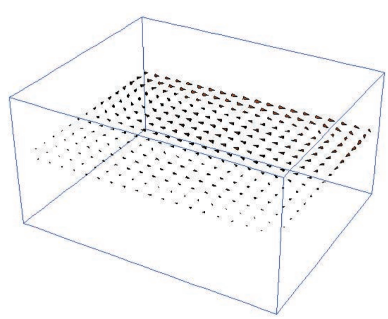


図28　完全密閉の金属箱の磁界分布
図27と同じ時刻．全体に非常に弱い分布になっている

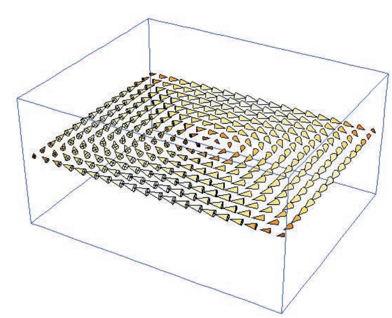


図29　完全密閉の金属箱の1/4周期(90°)後の磁界分布
図27から1/4周期(90°)後の磁界分布．磁界のようすがはっきり現れる

L的な働きをしていると考えられます．そこで筐体の寸法・形状は，等価的なLやCを決めると考えられますが，これはまた共振周波数$f_0 = \pi\sqrt{LC}/2$を決める要因でもあります．

● 筐体の測定

次に②の受信アンテナとしての側面を考えます．**写真1**はx方向300mm×y方向150mm×z方向200mmの筐体です．

Column　Sonnet Liteによる空胴共振器のシミュレーション

Sonnet[注A-1]は解析空間の境界をBoxで設定します．「Analysis」→「Estimate Box Resonances...」を選ぶと，**図A-1**のように，指定周波数範囲内で起こる可能性がある共振モード(8)がすべて表示されます．

図A-2のようなBoxの寸法をx＝300mm，y＝200mmとして，z方向の寸法を誘電体層の厚さで設定します．回路を描くLevel 0からBox Bottomまでの距離を10mm，Box Topまでを140mm，合計でz＝150mmとしています．

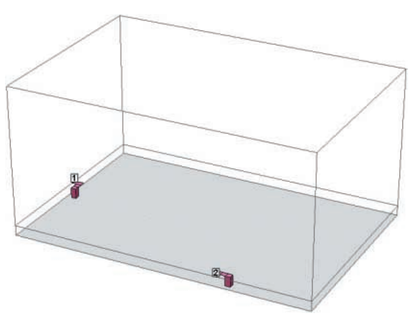
ポート1とポート2から出ている短い線路はvia（ビア）で箱の底部に接続しており，微小ループのプローブを模しています．ポート1の入力信号で箱内が共振したときの電磁エネルギーを，ポート2で結合させてS_{21}を得ると**図A-3**のようになります．青色のプロットのピークが現れる周波数は，**図A-1**の各周波数に対応しています．赤紫色のプロットは，箱の天板にスロットを設けたモデルの結果で，ピークが現れる周波数はほぼ一致しているものの，スロットの影響で各レベルは異なっています．また，**図A-2**のように箱内で励振した場合，本文の**図31**に示す平面波照射では現れなくなる周波数が多く含まれることに注意してください．**図A-4**と**図A-5**は天板の表面電流分布ですが，箱内のモードを直感的に確認できます．

注A-1　無償版のSonnet Liteは，本誌2006年7月号のCD-ROMに収録されている．Sonnet技研のWebサイト（http://www.sonnetsoftware.co.jp/）からもダウンロードできる．

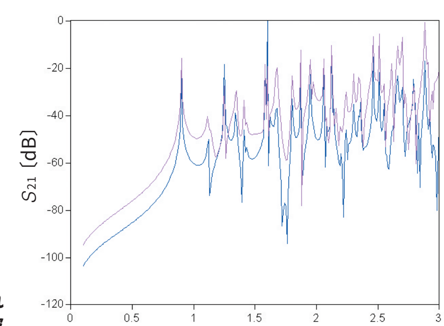
```
Box resonances estimated for: box.son
Calculation based on lossless empty cavity.
Only lowest order modes considered.

0.901 GHz  TM Mode 1,1,0
1.117 GHz  TE Mode 1,0,1
1.249 GHz  TE Mode 0,1,1
1.249 GHz  TM Mode 2,1,0
1.345 GHz  TE Mode 1,1,1
1.345 GHz  TM Mode 1,1,1
1.413 GHz  TE Mode 2,0,1
1.580 GHz  TM Mode 1,2,0
1.600 GHz  TE Mode 2,1,1
1.600 GHz  TM Mode 2,1,1
1.802 GHz  TE Mode 0,2,1
1.802 GHz  TM Mode 2,2,0
1.869 GHz  TE Mode 1,2,1
1.870 GHz  TM Mode 1,2,1
```

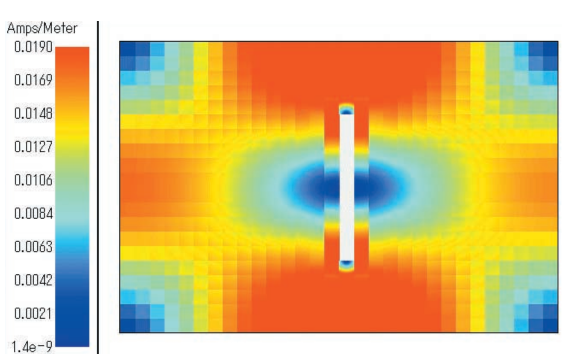
図A-1　箱の共振周波数の候補



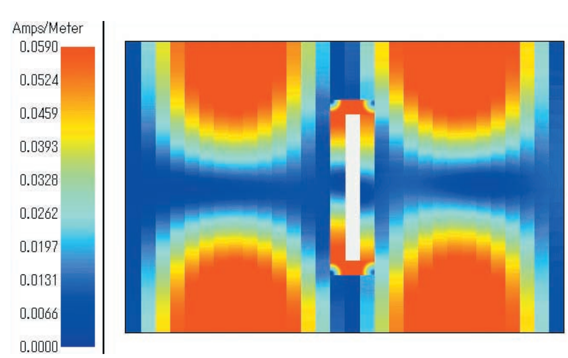
図A-2　微小ループを模したポート



図A-3　S_{21}の結果
青色のプロットのピークが現れる周波数は，図A-1の各周波数に対応している



図A-4　箱上面の電流分布（0.9GHz）
無償版のメモリ制限（16Mバイト）があるため，粗いセル（10mm×10mm）を設定している



図A-5　箱上面の電流分布（1.6GHz）
無償版のメモリ制限（16Mバイト）があるため，図A-4と同じように粗いセル（10mm×10mm）を設定している

写真1
筐体
寸法は300mm × 150mm × 200mm．1.5mm厚のアルミ板をビス止めし，内側は銅はく導電性テープで継ぎ目処理を施してある．中央のスロットは100mm × 10mm



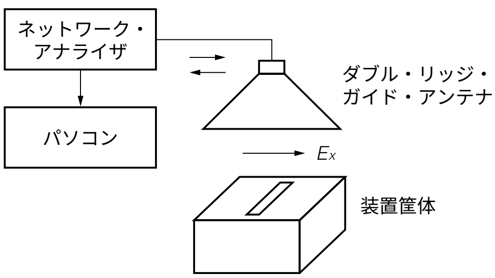


図30　測定装置の構成
ダブル・リッジ・ガイド・アンテナ(double ridge guide antenna)を使って，ハウジングの上部に平面波を照射し，ネットワーク・アナライザによってS_{11}を測定する

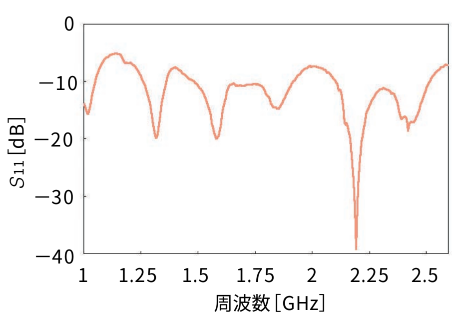


図31
S_{11}の測定結果
筐体上面の反射が大きいことがわかる

1.5mm厚のアルミ板をビス止めし，内側は銅はく導電性テープで継ぎ目処理を施してあります．中央のスロットは100mm × 10mmです．**図30**は測定装置の構成です．ダブル・リッジ・ガイド・アンテナ(double ridge guide antenna)を使って，ハウジングの上部に平面波を照射し，ネットワーク・アナライザによってS_{11}を測定しています(8)．

筐体の上面とアンテナの間は，照射波を平面波として近似できるように十分な距離をとる必要があります．実際に照射してみたところ，あまり離しすぎると測定結果が不安定になったため，30mmに固定して測定しました．

図31はS_{11}の測定結果です．筐体上面の反射が大きいことがわかります．しかし，特定周波数ではS_{11}にディップが見られ，1.0GHz，1.3GHz，1.6GHz，2.2GHz，2.4GHzでは反射が少なくなっています．特定周波数の電磁波だけがハウジングの周囲を通過して反射量が減ってしまうとは考えづらいので，これらの周波数では，筐体の中に電磁エネルギーが吸い込まれると考えるのが自然です．

その原因は筐体の共振ですが，S_{11}のディップが観測されたこれらの周波数は，共振器の各共振モードに対応していることがわかります．つまり，特定周波数で筐体は性能の良い受信アンテナとして動作しており，このとき内蔵された電子回路は，受信した外来妨害波によって誤動作を起こしやすくなると考えられます．

参考・引用*文献

(1) 阿部英太郎；マイクロ波技術，東京大学出版会，1983年(初版第2刷)．
(2) 藤澤和男；改版マイクロ波回路，コロナ社，1974年(第15版)．
(3) 小暮裕明；電磁界シミュレータで学ぶワイヤレスの世界，CQ出版社，2003年(第2版)．
(4) 電子通信学会編；アンテナ工学ハンドブック，オーム社，1980年(初版第1刷)．
(5) 三菱電線工業；5.8GHz帯 銅長円形漏洩導波管の開発，三菱電線工業時報，2001年10月(以下のWebサイトからダウンロードできる，http://www.mitsubishi-cable.co.jp/jihou/pdf/98/t3.pdf)．
(6) 松下尚弘，杉山智則，柳沼 順；漏洩同軸ケーブル方式無線LAN，東芝レビュー，vol.58，no.11，2003(以下のWebサイトからダウンロードできる，http://www.toshiba.co.jp/tech/review/2003/11/58_11pdf/a11.pdf)．
(7) 小暮裕明；共振によるトラブルを探る――パッケージやハウジングの共振問題，Design Wave Magazine，2002年3月号，pp.129-136．
(8) 小暮裕明；電磁界シミュレータで学ぶ高周波の世界，CQ出版社，2003年(第6版)．

こぐれ・ひろあき
小暮技術士事務所・技術士(情報工学部門)
http://www.kcejp.com/